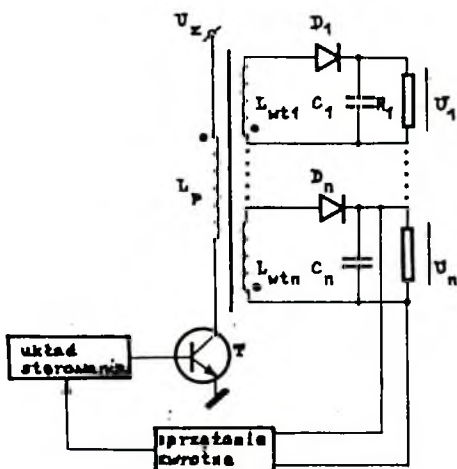


Ryszard SIUREK

SPRĘŻONE OBWODY MAGNETYCZNE W ZASILACZACH IMPULSOWYCH

Streszczenie. W artykule omówione są podstawowe typy tranzystorowych przetwornic napięcia stałego stosowane obecnie coraz częściej w zasilaczach impulsowych wielowyjściowych. Wspólną cechą przedstawionych układów jest to, że wykorzystano w nich sprzężenie magnetyczne uzwojeń dławików filtrów wyjściowych. Nawinięcie tych uzwojeń na wspólnym rdzeniu umożliwia znaczną poprawę tak zwanej stabilizacji wzajemnej napięć wyjściowych, redukcję składowych zmiennych prądów w obwodach wejściowych i wyjściowych przetwornicy oraz obniżenie progu tzw. ciągłości strumienia magnetycznego. Uproszczenie konstrukcji zasilaczy ze sprzężonymi magnetycznie dławikami przy jednoczesnej znaczącej poprawie najistotniejszych parametrów elektrycznych przemawia za prowadzeniem szerszych badań teoretycznych i praktycznych nad tymi strukturami przedstawianymi w literaturze dość pobieżnie i fragmentarycznie.



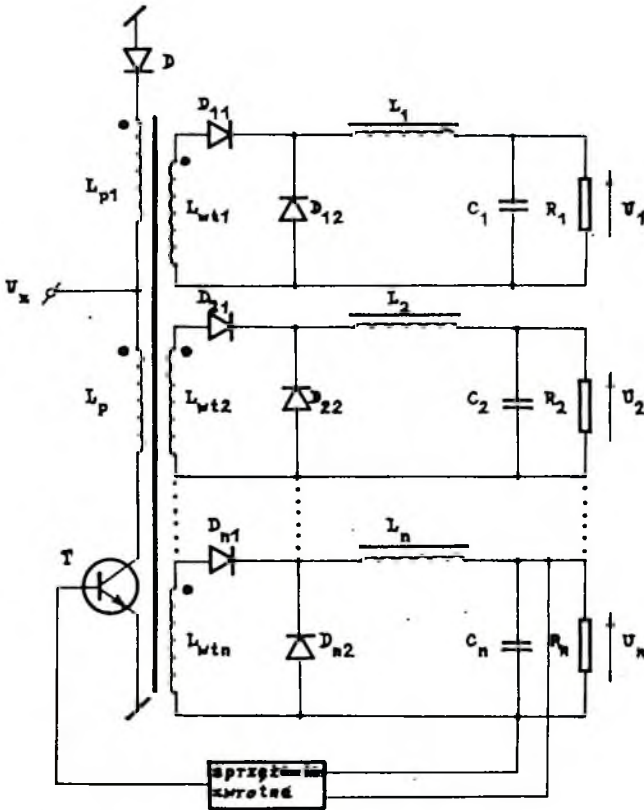
Rys. 1. Wielowyjściowy zasilacz z przetwornicą dwutaktową

Fig. 1. Multi-output power supply with a flyback converter

We wszystkich typach praktycznie spotykanych zasilaczy impulsowych stosowane są elementy indukcyjne. W przypadku zasilaczy najprostszych, nie zapewniających izolacji galwanicznej pomiędzy wejściem i wyjściem, jest to dławik, natomiast w zasilaczach z izolacją jest to transformator, a najczęściej transformator oraz dławik filtru wyjściowego. Ilość elementów indukcyjnych zwykle zwiększa się w zasilaczach wielowyjściowych lub w przypadku postawienia dodatkowych wymagań dotyczących parametrów zasilacza. Na rysunku 1 i 2 przedstawione są schematycznie dwie z najprostszych i obecnie dość szeroko stosowanych

konfiguracji zasilaczy zbudowanych na bazie przetwornic jednotranzystorowych. Inne układy zasilaczy impulsowych znaleźć można np. w [4], [3].

Zasilacz przedstawiony na rysunku 1 charakteryzuje się najmniejszą ilością elementów indukcyjnych. Jest to jednak związane z istotnymi wadami



Rys. 2. Wielowyjściowy zasilacz z przetwornicą jednotaktową, jedno tranzystorową

Fig. 2. Multi-output power supply with a forward converter

do których należą: duży poziom tętnień napięcia wyjściowego, duże wartości szczytowego prądu w uzwojeniach wtórnych (wielokrotnie przewyższające średnią wartość prądu obciążenia), znacznie większe niż w innych zasilaczach gabaryty transformatora, duże wartości prądu szczytowego w tranzystorze przełączającym. Mimo to zasilacz o takiej strukturze jest ostatnio coraz częściej spotykany szczególnie w wersji wielowyjściowej. Przyczyną dużego zainteresowania zastosowaną tu przetwornicą dwutaktową jest możliwość jednoczesnej stabilizacji wielu napięć wyjściowych uzyskana dzięki temu, że:

- każde z napięć wyjściowych równe jest w przybliżeniu szczytowej wartości napięcia na odpowiednim uzwojeniu wtórnym; ze względu na sprzężenie magnetyczne między uzwojeniami, napięcia wyjściowe zawsze pozostają do siebie w przybliżonym stosunku równym stosunkowi liczby zwojów uzwojeń,

- zmiana czasu załączenia tranzystora przełączającego wpływa na ograniczenie porcji energii oddawanej w takcie drugim do obciążeń, co umożliwia dobranie odpowiedniej jej wartości dla każdej konfiguracji obciążeń; nie jest to możliwe w innych typach przetwornic, gdzie pobór energii jest w szerokim zakresie określony jedynie przez wielkość obciążeń.

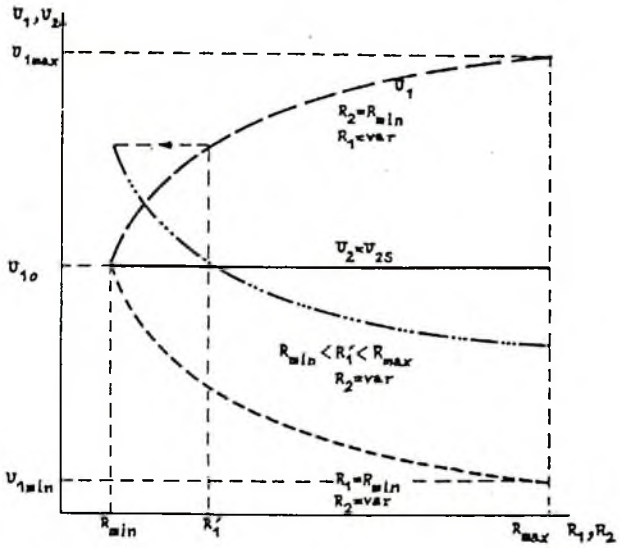
Teoretycznie w idealnej przetwornicy dwutaktowej do stabilizacji wszystkich napięć wyjściowych wystarczyłaby stabilizacja jednego z nich, względnie stabilizacja napięcia na dodatkowym uzwojeniu lub napięcia transformowanego na uzwojenie pierwotne w drugim takcie pracy przetwornicy [8], [9]. W praktyce ta tzw. stabilizacja wzajemna (ang. cross regulation) napięć wyjściowych nie jest idealna ze względu na niedoskonałe sprzężenie magnetyczne pomiędzy uzwojeniami, różne spadki napięć na diodach prostowniczych oraz szczytkowe rezystancje szeregowo (diod, uzwojeń, doprowadzeń). Na rysunku 3 pokazano przebieg charakterystyk wyjściowych przetwornicy o dwóch identycznych napięciach wyjściowych, przy założeniu że jedno z napięć wyjściowych (U_2) jest dokładnie stabilizowane ($U_2 = U_{2S}$) dzięki pętli sprzężenia zwrotnego, natomiast drugie napięcie (U_1) stabilizowane jest pośrednio dzięki sprzężeniu magnetycznemu uzwojeń wtórnych przetwornicy. Charakterystyki narysowane są dla wszystkich kombinacji obciążeń obu wyjść przetwornicy w zakresie R_{\min} do R_{\max} . Jakość stabilizacji wzajemnej można określić podając zdefiniowany w [7] Współczynnik Stabilizacji Wzajemnej.

$$W_S = \frac{U_{1\max} - U_{1\min}}{U_{2S}} \quad (1)$$

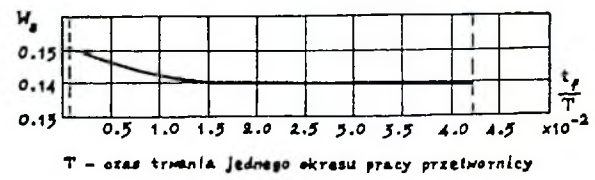
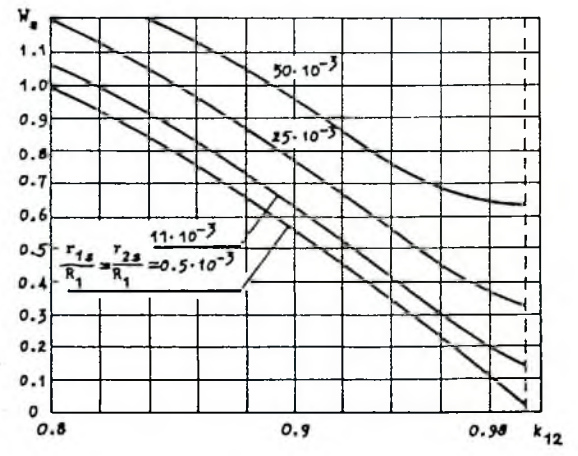
Sposób teoretycznego wyznaczania tego współczynnika przedstawiony jest szczegółowo w pracy [7] z uwzględnieniem istotnych elementów pasywnych. W wyniku przeprowadzonych rozważań otrzymano między innymi szereg wykresów pokazujących wprost wpływ takich parametrów, jak: rezystancje szeregowo uzwojeń i diod prostowniczych (r_{iB}), współczynnik sprzężenia magnetycznego uzwojeń (k_{ij}) oraz czas przełączania tranzystora (t_r) na jakość stabilizacji wzajemnej w przetwornicy dwuwyjściowej (rysunek 4).

Porównując współczynnik stabilizacji wzajemnej stwierdzono [5], [10], że jest on wielokrotnie mniejszy dla zasilaczy wielowyjściowych budowanych na przetwornicy dwutaktowej w porównaniu z zasilaczami z przetwornicą jednotaktową (np. z rysunku 2). Tak więc poprawienie jakości stabilizacji wzajemnej jest efektem magnetycznego sprzężenia obwodów wyjściowych przetwornicy.

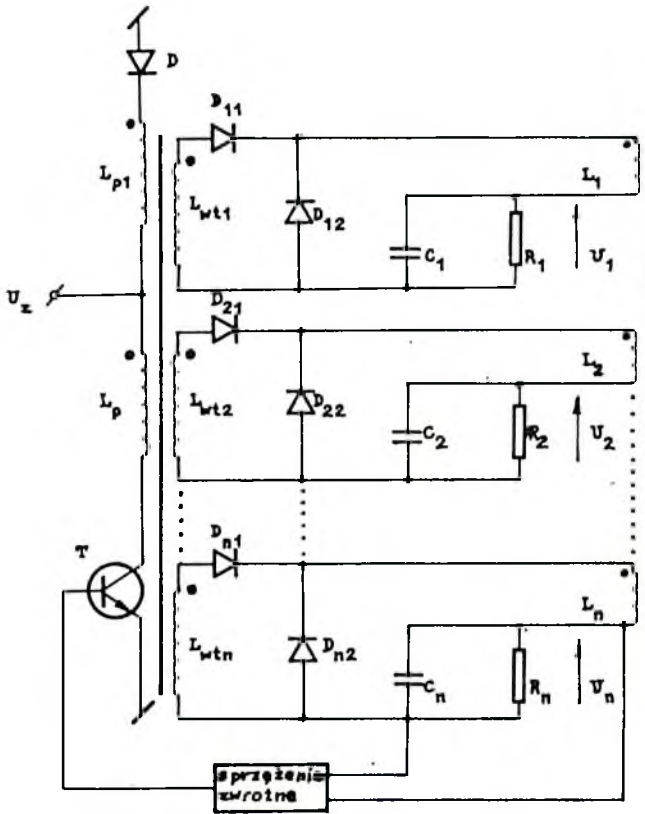
Wykorzystując tę ceną zaletę przetwornic dwutaktowych, a jednocześnie eliminując istotne ich wady wymienione wcześniej, zaproponowano [5] sprzężenie magnetyczne dławików filtrów wyjściowych przetwornicy jednotaktowej z rysunku 2 poprzez nawinięcie ich uzwojeń na wspólnym rdzeniu. Rozważa-



Rys. 3. Charakterystyki wyjściowe dwutaktowej przetwornicy o dwóch napięciach wyjściowych
 Fig. 3. Output performance of a dual output flyback converter



Rys. 4. Zależność Współczynnika Stabilizacji Wzajemnej (W_g) od sprzężenia wzajemnego uzwojeń wyjściowych, szeregowej rezystancji szeregowej oraz od czasu wyłączenia tranzystora (przetwornica dwutaktowa, dwuwyjściowa)
 Fig. 4. Cross Regulation Coefficient (W_g) vs. magnetic coupling factor of the output windings, series residual resistances and transistor fall time (dual output flyback converter)



Rys. 5. Wielowyjściowy zasilacz z przetwornicą jednotaktową ze sprzężonymi dławikami filtrów wyjściowych

Fig. 5. Multi-output forward converter with coupled inductors

zając taką przetwornicę (rysunek 5), należy pamiętać o spełnieniu następującego warunku dotyczącego liczby zwojów transformatora i dławika sprzężonego:

$$\frac{N_{wt1}}{N_{L1}} = \frac{N_{wt2}}{N_{L2}} = \dots = \frac{N_{wt n}}{N_{Ln}} \quad (2)$$

Warunek ten jest oczywisty zważywszy, że w dławiku sprzężonym napięcia na poszczególnych uzwojeniach mają się do siebie tak, jak odpowiednie napięcia wyjściowe. Te ostatnie z kolei są liniowo zależne od napięć na wtórnych uzwojeniach transformatora.

W pracy [5] przedstawione są wyniki badań w praktycznym modelu, które wykazują dużą poprawę jakości stabilizacji wzajemnej oraz rozszerzenie zakresu tzw. ciągłego przepływu strumienia magnetycznego w rdzeniu dławika. Nieciągłość tego przepływu pojawia się na wyjściu i-tym przy niewielkich obciążeniach (duże R_1) i związane jest z zanikiem prądu w obwodzie D_{12} , L_1 , R_1 przed momentem ponownego załączenia tranzystora T. Nieciągłość ta powoduje niepożądane skutki: gwałtowny wzrost napięcia na wyjściu, w którego obwodzie przepływ zaczyna być nieciągły oraz zawężenie obszaru stabilnej pracy zasilacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Z reguły w zasilaczach stosuje się odpowiednio dobrane obciążenie wstępne wyjść zapewniające pracę układu w zakresie ciągłego przepływu strumienia magnetycznego. Sprzężenie dławików wyjściowych pozwala zmniejszyć to obciążenie wstępne, a więc poprawić sprawność zasilacza.

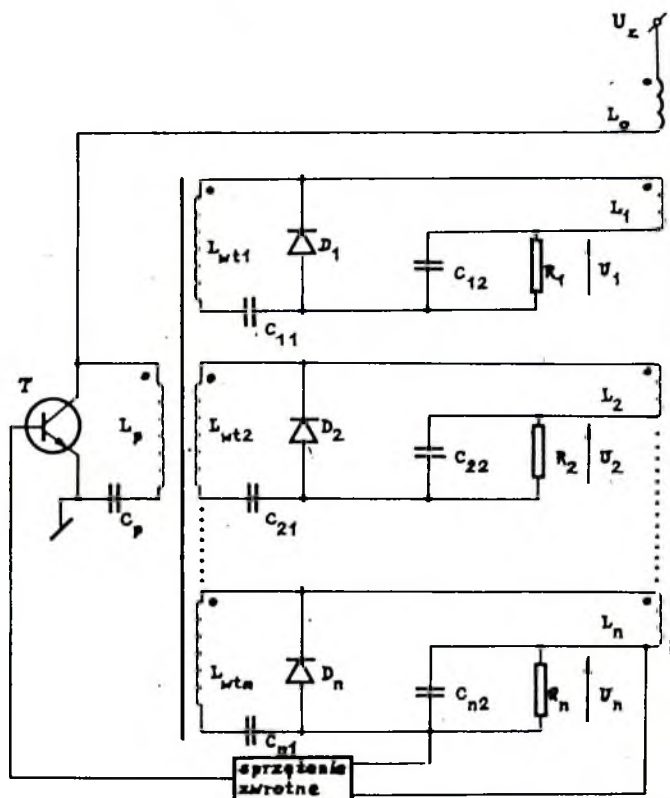
W pracy [6] autor teoretycznie wyznaczył charakterystyki statyczne przetwornicy ze sprzężonymi dławikami wyjściowymi, ale przedstawione tam rozważania budzą pewne wątpliwości ze względu na duże uproszczenia. Otóż w analizie teoretycznej autor pominął wpływ niedoskonałego sprzężenia magnetycznego uzwojeń (przyjął, że sprzężenie jest idealne) i uwzględnił jedynie szczytkowe rezystancje szeregowo w obwodach wyjściowych. Dodatkowo wszystkie obliczenia przeprowadzono dla zlinearyzowanego modelu zasilacza, a więc ich skutki są słuszne jedynie dla małych zmian rezystancji obciążenia lub napięcia zasilania.

Wydaje się tu celowe zastosowanie metody przedstawionej szczegółowo w pracy [7] i polegającej na obliczeniu czasowych przebiegów prądów w poszczególnych uzwojeniach dławika wyjściowego w funkcji napięć wyjściowych, a następnie skorzystanie z faktu, że średni prąd obciążenia i-tego wyjścia równy jest średniemu prądowi dławika w stanie ustalonym:

$$\frac{U_i}{R_i} = \frac{1}{T} \int_0^T i_1(U_1, U_2, \dots, U_n, t) dt \quad (3)$$

Napięcia wyjściowe $U_1 \dots U_n$ wyznaczyć można numerycznie korzystając np. z algorytmu iteracyjnego przedstawionego w [7].

Sprzężenie dławików wyjściowych zaproponowano również w tzw. przetwornicy Čuka [2], [10] przedstawionej na rysunku 6. Badania charakterystyk statycznych modelu tej przetwornicy przeprowadzone w Instytucie Elektroniki [10] wykazały również ponad trzykrotne zmniejszenie Współczynnika Stabilizacji Wzajemnej w stosunku do tej samej przetwornicy z oddzielnymi (niesprzężonymi) dławikami. Na rysunku 6 pokazany jest dodatkowy dławik L_0 włączony po stronie pierwotnej przetwornicy. Dławik ten ma za zadanie uśrednienie prądu pobieranego z zasilania. Przepływ tego prądu ma charakter impulsowy, co w wielu wypadkach jest niekorzystne dla źródła

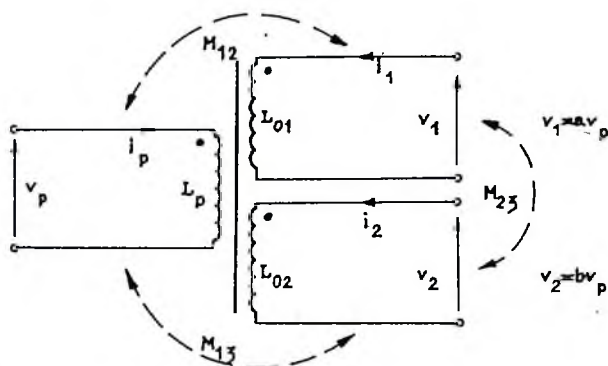


Rys. 6. Wielowyjściowy zasilacz z przetwornicą Cuka ze sprzężonymi dławikami

Fig. 6. Multi-output Cuk converter with coupled inductors

zasilania, a poza tym przyczynia się do wzrostu zakłóceń generowanych przez przetwornicę. Eksperymentując z dławikiem L_0 stwierdzono [2], że eliminuje on impulsowy (tętniący od zera) przepływ prądu na rzecz prądu stałego z nałożoną składową zmienną o kształcie trójkątnym. Okazało się przy tym, że ta właśnie składowa zmienna może być wielokrotnie zmniejszona w przypadku sprzężenia uzwojenia tego dławika z dławikami wyjściowymi L_1-L_n , a nawet zredukowana do zera, o ile spełnione zostaną pewne dodatkowe warunki.

Chcąc wyjaśnić mechanizm tego zjawiska, należy rozważyć dokładniej schemat zastępczy sprzężonych magnetycznie uzwojeń dławików przedstawiony na rysunku 7.



Rys. 7. Schemat zastępczy sprzężonych magnetycznie dławików (dwuwyjściowa przetwornica Cuka)

Fig. 7. The equivalent circuit of the coupled inductors (dual output Cuk converter)

Wszystkie uzwojenia są wzajemnie sprzężone, a napięcia na poszczególnych uzwojeniach uzależnione są poprzez przekładnie zwojowe:

$$a = \frac{N_{o1}}{N_p}; \quad b = \frac{N_{o2}}{N_p} \quad (4)$$

Model z rysunku 7 jest opisany następującym równaniem macierzowym:

$$\underline{v} = \underline{L} \cdot \frac{d\underline{i}}{dt}, \quad (5)$$

czyli

$$\begin{bmatrix} v_p \\ av_p \\ bv_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_p & M_{12} & M_{13} \\ M_{12} & L_{o1} & M_{23} \\ M_{13} & M_{23} & L_{o2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_p}{dt} \\ \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Analizując ten układ równań dochodzi się do wniosku, że przy braku rozprożeń magnetycznych ($M_{ki} = \sqrt{L_k L_i}$) kolumny macierzy głównej są liniowo zależne, a więc nie ma możliwości znalezienia rozwiązań dla składowych wektora $\frac{d\underline{i}}{dt}$.

Uwzględniając indukcyjności rozprożeń pomiędzy poszczególnymi uzwojeniami ($M_{ki} = k_{ki} \sqrt{L_k L_i}$; $0 < k_{ki} < 1$) można rozwiązać równanie (5).

$$\frac{di}{dt} = \underline{L}^{-1} v, \quad (7)$$

a stąd (szczegółowe rozwiązanie w [10])

$$\begin{aligned} \frac{di_p}{dt} &= \frac{v_p}{L_{\text{efp}}} \\ \frac{di_1}{dt} &= \frac{av_p}{L_{\text{efo1}}} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{bv_p}{L_{\text{efo2}}} \end{aligned} \quad (8)$$

gdzie $L_{\text{efo}i}$ oznacza efektywną indukcyjność uzwojenia i -tego, a więc wielkość mającą bezpośredni wpływ na kształt prądu w tym uzwojeniu. Indukcyjności efektywne w rozpatrywanym przypadku są następujące:

$$L_{\text{efp}} = \frac{L_{01}N(k)}{(1-k_3^2)(1-bn_{02}k_2) - (an_{01} - bn_{02}k_3)(k_1 - k_2k_3)} \quad (9)$$

$$L_{\text{efo1}} = \frac{L_{01}N(k)}{(1-k_2^2) \left(-\frac{bn_{02}k_3}{an_{01}} \right) + \left(\frac{1}{an_{01}} - \frac{bn_{02}k_2}{an_{01}} \right) (k_1 - k_2k_3)} \quad (10)$$

$$L_{\text{efo2}} = \frac{L_{02}N(k)}{(1-k_1^2) \left(1 - \frac{an_{01}k_3}{bn_{02}} \right) - \left(\frac{1}{bn_{02}} - \frac{an_{01}k_1}{bn_{02}} \right) (k_2 - k_1k_3)}, \quad (11)$$

gdzie:

$$N(k) = (1-k_2^2)(1-k_3^2) - (k_1 - k_2k_3)^2 \quad (12)$$

$$n_{01} = \sqrt{\frac{L_p}{L_{01}}} \quad ; \quad n_{02} = \sqrt{\frac{L_p}{L_{02}}}$$

$$k_1 = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_p L_{01}}} \quad ; \quad k_2 = \frac{M_{13}}{\sqrt{L_p L_{02}}} \quad ; \quad k_3 = \frac{M_{23}}{\sqrt{L_{01} L_{02}}}$$

Indukcyjności efektywne mogą przyjmować różne wartości w zależności od wzajemnych relacji pomiędzy współczynnikami $k_1, k_2, k_3, n_{01}, n_{02}, a, b$.

W tabeli 1 zebrano kilka najbardziej charakterystycznych z możliwych kombinacji podanych parametrów i odpowiadające im indukcyjności efektywne.

Tabela 1

Wartości efektywnych indukcyjności dla warunku $k_1 = k_2 k_3$

	Warunek	L_{efp}	L_{ef01}	L_{ef02}
A	$bn_{02}k_2 = 1$ $an_{01} = bn_{02}k_3$	$\rightarrow \infty$	$\rightarrow \infty$	L_{02}
B	$bn_{02} = an_{01}k_3$ $an_{01}k_1 = 1$	L_p	L_{01}	$\rightarrow \infty$
C	$bn_{02} = 1$ $an_{01} = 1$	$(1+k_2)L_p$	$(1+k_3)L_{01}$	$(1+k_3)L_{02}$

Jak widać, w niektórych przypadkach można uzyskać całkowitą eliminację składowej zmiennej prądu wejściowego i jednego z prądów wyjściowych (wiersz A w tabeli 1), uzyskując w ten sposób idealny transformator prądu stałego. Przy spełnieniu innych warunków eliminowana jest składowa zmienna jednego z wyjść (wiersz B) lub następuje równomierna redukcja (w przybliżeniu dwukrotna) składowych zmiennych wszystkich prądów (wiersz C). W tabeli nie uwidoczono szeregu innych przypadków, dla których następuje zmiana fazy składowej zmiennej (o 180°) niektórych prądów, co odpowiada ujemnym wartościom odpowiednich indukcyjności efektywnych.

Warto tu nadmienić, że przeprowadzone zostały udane próby jednoczesnego zredukowania do zera składowych zmiennych wszystkich prądów wyjściowych i prądu wejściowego w przetwornicy Čuka [2]. W przetwornicy tej wszystkie uzwojenia (zarówno dławików, jak i transformatora) nawinięte zostały na jednym rdzeniu o specjalnym kształcie zapewniającym spełnienie odpowiednich warunków podobnych do przedstawionych w tabeli 1.

Uzyskane wyniki teoretyczne potwierdzone praktycznie [2], [1], [10] w eksperymentalnych zasilaczach wielowyjściowych są bardzo obiecujące. Jednak szersze ich wykorzystanie stoi na razie pod znakiem zapytania. Powodem jest zbyt duża ilość koniecznych do spełnienia warunków, silna interakcja pomiędzy poszczególnymi współczynnikami oraz utrudniony ich dokładny pomiar.

Nawet bardzo niewielkie różnice w geometrii rdzenia, własności materiału oraz w sposobie nawinięcia uzwojeń uniemożliwiają uzyskanie powtarzalności własności dławika sprzężonego. Nie istnieje również metoda, która umożliwiłaby zaprojektowanie i wykonanie konkretnego dławika sprzężonego spełniającego w pełni warunki któregośkolwiek z wierszy tabeli 1. Pewne nadzieje na szersze wykorzystanie ciekawych własności dławików sprzężonych rokuje metoda projektowa zaproponowana w pracy [1]. Autorzy wykazują teoretycznie i praktycznie, że niektóre z warunków przedstawionych w tabeli 1 można spełnić włączając szeregowo z uzwojeniami dławika sprzężonego odpowiednie dobrane, dodatkowe niewielkie indukcyjności niesprzężone, ze sobą. Podane są wzory umożliwiające dobór tych indukcyjności w zależności od parametrów gotowego już dławika sprzężonego.

Przedstawione przykłady stosowania wzajemnego sprzężenia pewnych obwodów magnetycznych w zasilaczach impulsowych przemawiają za poświęceniem większej uwagi tym zagadnieniom. Przedstawienie spójnej i zweryfikowanej metody projektowania przetwornic ze sprzężonymi obwodami magnetycznymi umożliwiłoby wykorzystanie w pełni zalet takich konfiguracji. Przede wszystkim można by uzyskać zmniejszenie ilości elementów indukcyjnych, zwiększenie sprawności zasilaczy oraz realizację stabilizacji wzajemnej kilku napięć wyjściowych, co w wielu przypadkach pozwala zrezygnować z dodatkowych stabilizatorów ciągłych na wyjściach. Istniałaby również możliwość redukcji składowej zmiennej prądów w obwodach wejściowych i wyjściowych, przez co przetwornice można zbliżyć do modelu idealnego transformatora prądu stałego.

LITERATURA

- [1] Bloom G.E., Eris A.: Practical design Considerations for a Multi-Output Optimum Topology Converter. Powerconversion '79 Conference, Munich, West Germany, September 17-21, 1979.
- [2] Čuk S.: A New Zero-Ripple Switching DC-DC Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Atlanta, June 16-20, 1980.
- [3] Čuk S.: Basics of Switched-Mode Power Conversion: Topologies, Magnetics and Control. Advances in Switched-Mode Power Conversion. Vol. II, Power Electronics Series, Pasadena, California, 1981.
- [4] Jansson L.E.: A Survey of Converter Circuits for Switched-Mode Power Supplies, Mullard Technical Communications, Vol. 12, No 119, July 1973.
- [5] Matsuo H., Harada K.: New Energy-Storage DC-DC Converter with Multiple Outputs. IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-14, No 5, September 1978.
- [6] Matsuo H.: Comparison of Multiple-Output DC-DC Converters Using Cross Regulation. IEEE Transactions on Indust. Electron. and Control Inst., Vol. IECI - 27, No 3, August 1980.

- [7] Siurek R.: Statyczne własności impulsowych zasilaczy wielowyjściowych budowanych w oparciu o tranzystorową dwutaktową przetwornicę napięcia. Praca doktorska, Instytut Elektroniki, Politechnika Śląska Gliwice, 1983.
- [8] Switched-mode power supply for 110⁰ colour tv receivers. Mullard Technical Information, No 12, 1975.
- [9] Wolf G.: Mains isolating switch-mode power supply. Materials from Central Application Laboratory, Philips Product Division Electronic Components and Materials, Eindhoven, The Netherlands, 1976.
- [10] Wyciślik R.: Wykonać i przeprowadzić badania statycznych własności dwuwyjściowego zasilacza impulsowego o mocy 5 W, zbudowanego w oparciu o przetwornicę Śuka ze sprzężonymi dławikami wyjściowymi. Praca magisterska. Instytut Elektroniki, Politechnika Śląska, Gliwice 1984.

Recenzent: Dr inż. Jerzy LUCIŃSKI

Wpłynęło do Redakcji 14.09.1985 r.

СОПРЯЖЕННЫЕ МАГНИТОПРОВОДЫ В ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Р е з ю м е

В работе представлены основные типы транзисторных преобразователей постоянного тока, применённые в импульсных многовыходных источниках питания. Во всех рассмотренных схемах использовано магнитное соединение обмоток дросселей выходных фильтров. Размещение этих обмоток на общем сердечнике даёт существенное улучшение взаимной стабилизации выходных напряжений, понижение пульсации токов в выходной и в входной цепи преобразователя, а также снижение порога Т.Н. непрерывности магнитного потока. Упрощение конструкции источников питания содержащих магнитно соединённые дроссели и одновременно существенное улучшение главных электрических параметров, высупает в пользу более широкого применения. Теоретические и практические исследования представленных схем в работе недостаточно описаны в литературе.

COUPLED MAGNETIC CIRCUITS IN SWITCHED MODE POWER SUPPLIES

А б с т р а к т

In pursuit of the size and cost reduction, improved reliability and performance, switched mode power supplies manufacturers are continually seeking innovative circuitry and new design techniques.

Recently most of the multiple output switchers for OEMs are based on a single transistor forward or flyback converter. The basic types of these converters are presented in this paper. Considerations are focused on the cross regulation improvement and current ripple reduction.

These goals are attained by magnetic coupling of the output inductive circuits. Cross Regulation Coefficient ($\%_s$) is defined and the graphs enabling its prediction in a dual output flyback converter are presented. Then, the multiple output extension of a forward converter and Cuk converter is described. Magnetic coupling of the output inductors improves the cross regulation, reduces current ripple at the output and at the input, and lowers the threshold between discontinuous and continuous magnetomotive force mode. Thus the magnetic coupling of the output inductors significantly improves the power supply performance avoiding sophisticated additional circuits. The necessity of complete analysis and further development of the design procedures are pointed out as the problems mentioned above are rarely described in literature.